

Einstellung der Schaltzustände in Stellgliedern der Leistungselektronik durch den unmittelbar gewünschten Effekt

Andreas Boehringer

Dieser Aufsatz ist Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. techn. E.h. A. Leonhard zum 90. Geburtstag gewidmet

Es wird dargelegt, daß die Schaltzustände moderner Stellglieder der Leistungselektronik, vor allem von Gleichstrompulsstellern und Pulswechselrichtern, vorzugsweise direkt durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert jener inneren Kenngröße des vorliegenden Gesamtsystems eingestellt werden sollten, aus der dessen übrige Zustandsgrößen dann über einfache, wenn möglich lineare Beziehungen mit weitgehend konstanten Parametern hervorgehen. Die Vorteile dieses Prinzips werden erläutert und anhand verschiedener Beispiele durch Meßergebnisse belegt.

Setting switching states in modern power converters, namely in dc pulse choppers and in pulse inverters, directly should be effected by the difference of the real and the set value of an inner state variable of the whole system. This inner state variable should be chosen in such a way, that the remaining state variables herefrom result by simple, if somehow possible, linear equations including parameters, which nearly don't change. The advantages of this method are discussed and verified by some practical examples.

1 Einleitung

Zur Umsetzung vom Signal- auf den Leistungspegel werden in der modernen Technik vorwiegend Stellglieder der Leistungselektronik verwendet. Dabei hat es sich – aus welchen Gründen auch immer – eingebürgert, deren Ausgangsstrom über eine innerste Regelschleife auf den momentan erforderlichen Wert einzustellen. Bei einem Einsatz der dynamisch besonders vorteilhaften Gleichstrompulssteller oder Pulswechselrichter bedeutet dies, daß die Schaltzustände in diesen Geräten durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert ihres Ausgangsstroms festgelegt werden.

Dieser Ausgangsstrom des leistungselektronischen Stellglieds bestimmt dann z.B. bei der Ansteuerung eines elektromechanischen Aktuators dessen mechanische Beschleunigung. Diese unterliegt zum einen aber auch noch verschiedenen anderen, teilweise recht diffizilen Einflüssen wie Widerstandskraft, träger Masse sowie Gleit- und Haftreibungseffekten und steht zum anderen mit dem genannten Ausgangsstrom häufig auch nicht in dem an sich wünschenswerten, linearen Zusammenhang.

Beides hat zur Folge, daß sowohl die Konzeption als auch die Dimensionierung der gewöhnlich zu überlagernden Geschwindigkeits- und/oder Lageregelung erhebliche, gelegentlich kaum lösbare Probleme aufwerfen. Diese lassen sich weit besser beherrschen, wenn in der innersten Regelschleife des elektromechanischen Aktuators nicht dessen Eingangsstrom und damit der Ausgangsstrom des leistungselektronischen Stellglieds „geführt“ wird, sondern direkt die mechanische Beschleunigung des Aktuators, aus der dann dessen Geschwindigkeit und dessen Lage vermöge einfacher Integration ohne veränderliche Parameter hervorgehen. Eine derartige innerste Regelschleife für die Beschleunigung kompensiert die genannten Störeinflüsse unter voller Nutzung der jeweils verfügbaren Stellreserve dann am besten, wenn sie als Zweipunktregelung [1] und dabei wieder angesichts der Eigenschaften moderner Bau-

elemente der Leistungselektronik vorzugsweise in Form der zeitdiskreten Schaltzustandsänderung [2] ausgeführt wird; das bedeutet, daß der Schaltzustand des leistungselektronischen Stellglieds direkt durch die momentane Differenz zwischen Soll- und Istwert der Beschleunigung des Aktuators festgelegt wird.

Diese am Beispiel des elektromechanischen Aktuators gewonnene Erkenntnis läßt sich wie folgt generalisieren:

Die Schaltzustände von modernen Stellgliedern der Leistungselektronik, vor allem von Gleichstrompulsstellern und Pulswechselrichtern, sollten vorzugsweise direkt durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert jener inneren Kenngröße des vorliegenden Gesamtsystems eingestellt werden, aus der dessen übrige Zustandsgrößen dann über einfache, wenn möglich lineare Beziehungen mit weitgehend konstanten Parametern hervorgehen.

Dies klingt zunächst ziemlich kompliziert, erweist sich bei der Realisierung aber als recht einfach und sehr vorteilhaft, wie verschiedene praktische Anwendungen bereits gezeigt haben. An diesen Einsatzfällen soll das beschriebene Prinzip im folgenden auch näher erläutert werden.

2 Elektromagnetisches Schweben

Als erstes Beispiel sei die freischwebende Aufhängung eines ferromagnetischen Körpers [3] betrachtet, die vor allem mit der Hochgeschwindigkeits-Magnetschwebbahn „Transrapid“ [4] wieder höchst aktuelles Interesse gefunden hat.

Die dabei grundsätzlich zu lösende Aufgabe besteht gemäß der Darstellung in Bild 1 darin, die Schwebehöhe des ferromagnetischen Eisenkörpers, z.B. der dort gezeichneten Eisenkugel, konstant zu halten. Die dabei vorliegende regelungstechnische Übertragungsstrecke wird durch das in Bild 2 wiedergegebene Blockschaltbild beschrieben, in

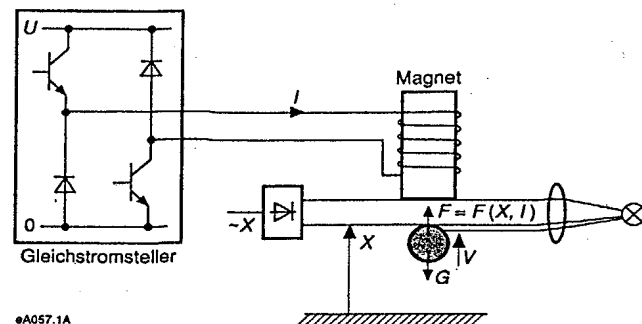
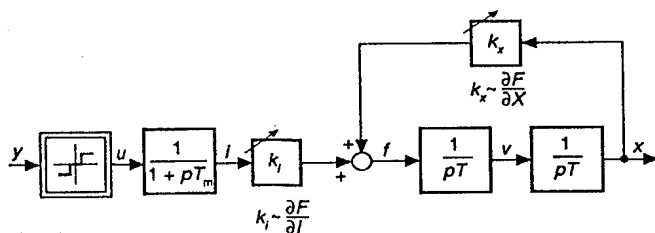


Bild 1. Direkte Einstellung der Schaltzustände in einem Zweiquadrant-Gleichstromsteller durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert der auf eine Eisenkugel ausgeübten magnetischen Zugkraft (Aufgabenstellung)



•A057.2A

Bild 2. Blockschaltbild der Übertragungsstrecke beim „Schweben des Eisenkörpers“

welchem die kleinen Buchstaben die bezogenen Abweichungen vom Beharrungswert der in Bild 1 durch große Buchstaben gekennzeichneten Größen beschreiben. Es weist unter anderem die sehr unangenehme Eigenschaft auf, daß sich die Parameter $k_i = \partial F / \partial I$ und $k_x = \partial F / \partial X$ im interessierenden Arbeitsbereich jeweils um mehr als den Faktor 10 verändern, wodurch sowohl die Konzeption eines herkömmlichen Reglers als auch der Aufbau eines ausreichend genauen Beobachters für die Vertikalgeschwindigkeit v der Kugel außerordentlich erschwert werden.

Dem eingangs vorgestellten Prinzip folgend, werden daher gemäß der Darstellung in Bild 3 die Schaltzustände $+U$, 0 und $-U$ im Gleichstromsteller über eine zeitdiskrete Schaltzustandssteuerung direkt aus der Differenz zwischen Soll- und Istwert der auf die Kugel ausgeübten magnetischen Zugkraft abgeleitet. Wenn diese Differenz beim Eintreffen eines Taktimpulses eine positive oder negative Schwelle über- bzw. unterschreitet, so werden die Schaltzustände $+U$ bzw. $-U$ eingestellt, und es wird der Schaltzustand 0 herbeigeführt, wenn sich die genannte Differenz zwischen ihren Schwellenwerten bewegt [5]. Auf diese Weise wird zur Einstellung des gewünschten Werts für die magnetische Zugkraft unabhängig von den aktuellen Werten von k_i und k_x stets die maximale Stellreserve genutzt und so das Bestmögliche getan.

Die Erfassung des Istwerts der auf die Eisenkugel ausgeübten magnetischen Zugkraft ist heute nicht mehr schwierig, da das zweidimensionale Kennfeld $f_{ist} = g(x, i)$ stationär leicht ausgemessen, anschließend in EPROM digital abgespeichert und im Betrieb dort wieder aufgerufen werden kann. Trotz des Wirksamwerdens aller drei ver-

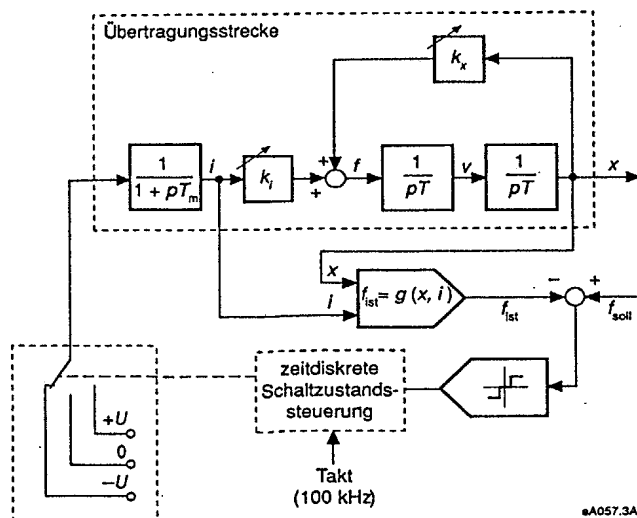
zögernden Energiespeicher der vorliegenden Übertragungsstrecke auch in dieser Regelung mit Dreipunkt-Charakter für die magnetische Zugkraft ist deren Stabilität sicher gewährleistet, weil dynamisch der Durchgriff des nur einfach verzögerten Stroms mit Abstand dominiert und der Einfluß der dreifach verzögerten Schwebehöhe demgegenüber nur als langsam veränderliche Störgröße zur Geltung kommt.

Bei hinreichend hoher Deckenspannung – und eine solche ist z.B. im „Transrapid“ in Form der sechsfachen Nennspannung der Hubmagnete installiert – ist damit sichergestellt, daß für die Betrachtung mechanisch-dynamischer Vorgänge, die infolge der Trägheit der zu bewegendenden Massen vergleichsweise langsam ablaufen, dieser Dreipunktregelkreis für die magnetische Zugkraft stets als voll eingeschwungen angesehen werden kann und damit stets $f_{ist} = f_{soll}$ vorausgesetzt werden darf. Damit steht für die zu überlagernde Regelung der Schwebehöhe x eine sehr leistungsfähige Aktorik-Einheit bereit, welche die weitere Arbeit sehr erleichtert. Dies ist beim „Transrapid“ auch dringend erforderlich, da dessen Regelstrecke noch deutlich schwieriger ist als die in Bild 2 dargestellte, weil dort u.a. auch sogenannte Schienenstöße, d.h. Stufen in der Fahrbahn, deren Elastizität sowie Verkoppelungen der verschiedenen „magnetischen Räder“ des gesamten Schwebezugs zu berücksichtigen sind.

Bei einer einzelnen schwebenden Eisenkugel sind solche Probleme erfreulicherweise nicht gegeben, so daß sich dafür gemäß der Darstellung in Bild 4 auch ein sogenannter linear-optimaler Regler [6] mit den Eingangsgrößen Schwebehöhe x und Vertikalgeschwindigkeit v sehr einfach realisieren läßt.

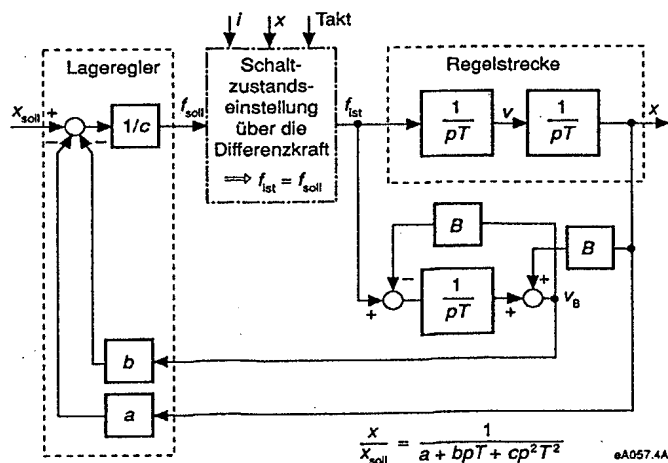
Dabei kann, wie in diesem Bild 4 bereits eingetragen, die Vertikalgeschwindigkeit v auch ohne Differentiation sehr einfach aus f_{ist} und x_{ist} mit Hilfe eines Luenberger-Teilstreckenbeobachters gewonnen werden, der dort deshalb so einfach und damit genau gerät, weil er an dem beim beschriebenen Regelkonzept bereits verfügbaren f_{ist} orientiert werden kann.

Das in Bild 5 dargestellte Oszillogramm macht deutlich, daß der Istwert der Schwebehöhe Sprüngen in deren Sollwert, die den Abstand der Eisenkugel von der Magnetunterkante zunächst von 27 mm auf 2 mm reduzieren und



•A057.3A

Bild 3. Direkte Einstellung der Schaltzustände im Gleichstromsteller durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert der magnetischen Zugkraft



•A057.4A

Bild 4. Lageregler für die schwebende Eisenkugel mit unterlagelter Einstellung der Schaltzustände im Gleichstromsteller durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert der magnetischen Zugkraft und mit Luenberger-Teilstreckenbeobachter für die Vertikalgeschwindigkeit v

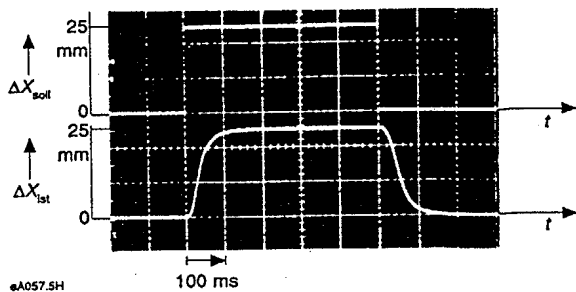


Bild 5. Verläufe von Soll- und Istwert der Schwebehöhe einer 2,1 kg schweren Eisenkugel, wobei sich deren Abstand von der Magnetunterkante zunächst von 27 mm auf 2 mm reduziert und anschließend wieder auf 27 mm erhöht

anschließend wieder auf 27 mm vergrößern, jeweils praktisch ohne Überspringen folgt, obwohl sich dabei die beiden Beiwerte $k_i = \partial F / \partial I$ und $k_x = \partial F / \partial X$ um mehr als den Faktor 10 verändern. Ein derartiges Verhalten könnte ohne die „Linearisierung“ der Übertragungstrecke und gleichzeitige „Kompensation“ der Wirkung der ursprünglich vorhandenen Mitkopplung durch den unterlagerten Dreipunktregelkreis für die magnetische Zugkraft wohl kaum erreicht werden.

Dabei wurde trotz der hohen Abfragefrequenz von 100 kHz der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung beim kleinen Abstand der Eisenkugel von der Magnetunterkante (2 mm) nur eine mittlere Frequenz der Transistorschalter von 143 Hz und beim großen Abstand (27 mm) eine solche von 273 Hz gemessen, so daß eine bescheidene Belastung dieser Transistoren mit Umschaltverlusten gewährleistet ist. Dennoch ergibt sich – wie auch nicht anders zu erwarten – als Geräusch nur ein leises, bei 50 kHz bandbegrenztes weißes Rauschen, das z.B. auch beim „Transrapid“ als sehr angenehm empfunden wird.

3 Leistungs-LC-Filter

Aber auch ein alter Wunsch der Leistungselektronik, die Bereitstellung einer dynamisch hochwertig „geführten“

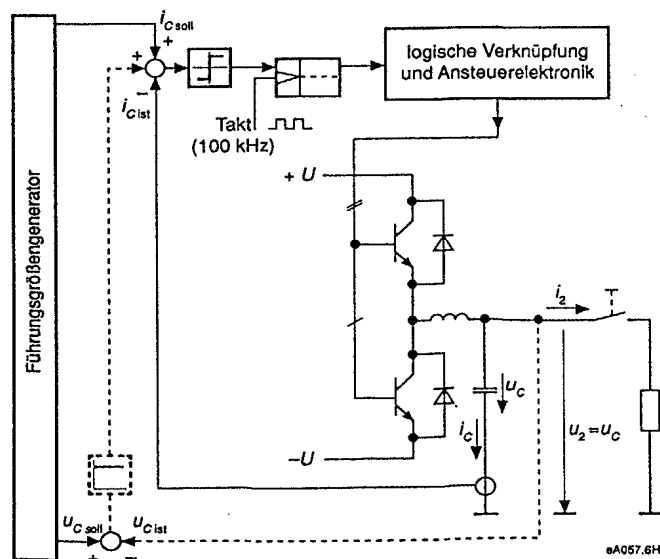


Bild 6. Direkte Einstellung der Schaltzustände in einem einphasigen Transistorwechselrichter durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert des Kondensatorstroms (d.h. der Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung) eines angeschlossenen LC-Filters

Wechsel- oder Drehspannungsquelle (also nicht nur -stromquelle) läßt sich nach dem eingangs vorgestellten Prinzip in sehr vorteilhafter und dennoch einfacher Weise realisieren.

Wie in Bild 6 dargestellt, wird dazu einem reaktions-schnellen Pulswechselrichter zunächst ein kleines LC-Filter nachgeschaltet. Der zur Einstellung einer nach Frequenz und Amplitude in weiten Grenzen frei wählbaren und dazu hin auch noch rasch veränderbaren Kondensatorspeicherung von diesem Wechselrichter unmittelbar gewünschte Effekt ist zweifellos der dieser Kondensatorspeicherung gemäß $i_C = C du_C / dt$ zugeordnete Strom durch den Kondensator. Dabei hat der in Bild 6 links gezeichnete Führungsgrößengenerator dafür zu sorgen, daß der Sollwert dieses Kondensatorstroms immer korrekt auf jenen der Kondensatorspeicherung abgestimmt ist, was erfreulicherweise auch unter Vermeidung einer stöempfindlichen Differentiation verwirklicht werden kann.

Gemäß der Darstellung in Bild 6 wird dann wieder nach dem Prinzip der zeitdiskreten Schaltzustandsänderung in Koizidenz mit deren Taktimpulsen jeweils der obere Transistor eingeschaltet, sofern der Strom durch den Filterkondensator kleiner ist als dessen Sollwert, und es wird der untere Transistor eingeschaltet, sofern der Strom im selben Sinne zu groß ist [7].

Bei schnellstmöglicher Reaktion auf Spannungs-, Frequenz- und Laständerungen, bestmöglicher Nutzung der vorhandenen Stellreserve und Vermeidung jeglicher Stabili-

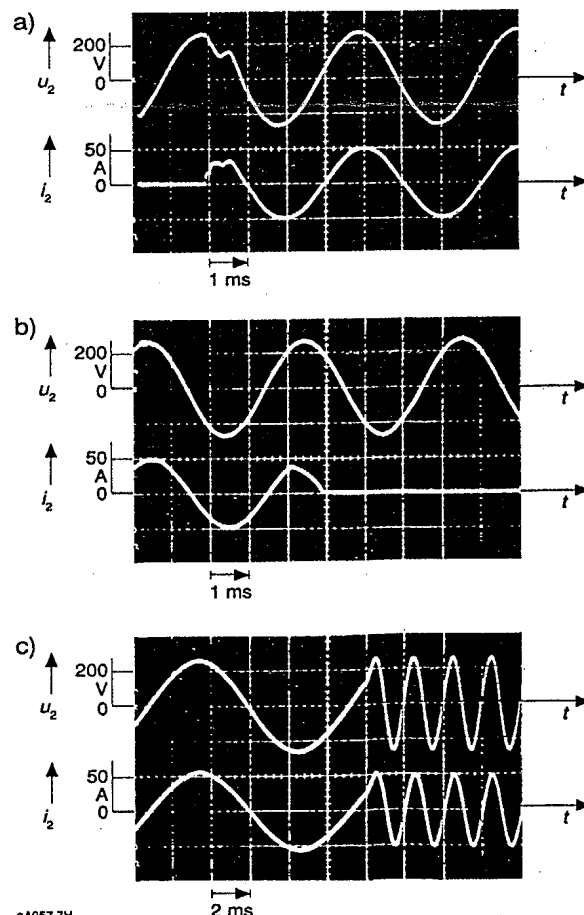


Bild 7. Dynamisches Verhalten der Anordnung nach Bild 6

- a) Sprungartige Belastung $0 \rightarrow I_{2\max}$ bei $f = 250$ Hz
- b) Sprungartige Entlastung $I_{2\max} \rightarrow 0$ bei $f = 250$ Hz
- c) Sprungartige Änderung der Ausgangsfrequenz von $f = 100$ Hz auf 500 Hz

tätsprobleme — der Kondensatorstrom ist gegenüber der Eingangsspannung des Filters nur einfach verzögert — nimmt damit zunächst einmal die zeitliche Ableitung der Kondensator- und damit auch der Filterausgangsspannung den gewünschten Verlauf an.

Allerdings muß bei einer derartigen Regelung des Differentialquotienten der letztlich erwünschten Ausgangsspannung das dann noch mögliche Wegdriften von deren Mittelwert verhindert werden. Eine solche Driftkorrektur kann jedoch in sehr einfacher Weise derart realisiert werden, daß die Differenz zwischen Soll- und Istwert der Ausgangsspannung in einem Proportionalregler geeignet verstärkt und anschließend zur Stromvorgabe $i_{C\text{soll}}$ des Führungsgrößen-generators addiert wird.

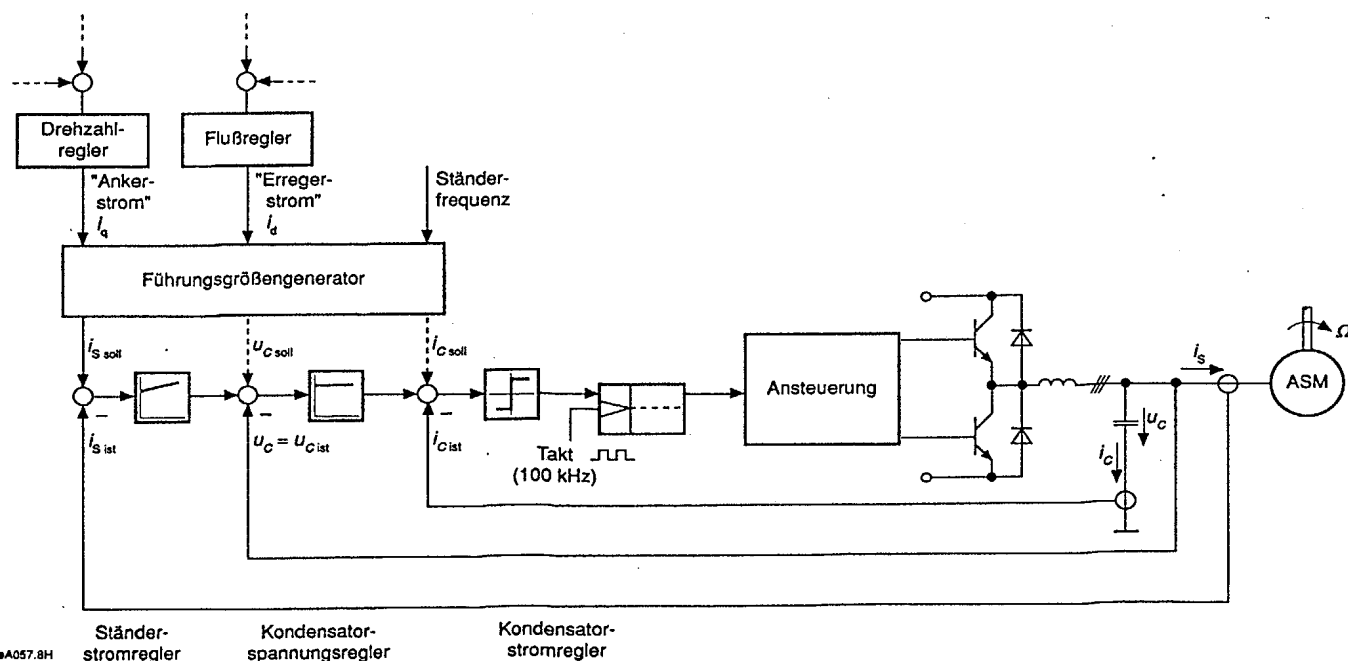
Das günstige Verhalten dieser Anordnung wird durch die in Bild 7 dargestellten Oszillogramme belegt. Bild 7a zeigt die Verläufe von Spannung und Strom am Ausgang, wenn an diesen plötzlich ein ohmscher Widerstand geschaltet wird, der dort eine Belastung in Höhe der Umrichter-Bemessungsleistung hervorruft. Bild 7b beschreibt dieselben Funktionen für den Fall, daß diese Last wieder abgeschaltet wird. Es macht deutlich, daß die Ausgangsspannung hiervon völlig unberührt bleibt. In Bild 7c ist jener Verlauf dieser Ausgangsgrößen wiedergegeben, wie er sich bei Vollast und einer sprunghaftigen Änderung der Ausgangsfrequenz von $f = 100 \text{ Hz}$ auf $f = 500 \text{ Hz}$ einstellt.

Die in diesen Diagrammen zum Ausdruck kommenden, sehr vorteilhaften Eigenschaften der durch Bild 7 beschriebenen Wechselspannungsquelle legen natürlich den Versuch nahe, über einen derartigen Pulsumrichter mit Ausgangsfilter, beide dann natürlich in dreiphasiger Ausführung, auch eine Drehfeldmaschine zu betreiben [8]. Diese würde dann bereits mit sinusförmiger Spannung und nicht nur mit quasi-sinusförmigem Strom bei gepulster Spannung gespeist, womit sich vielerlei Probleme, wie die Störbeeinflussung anderer Systeme oder die Oberschwingungsbeanspruchung der gespeisten Maschine, vermeiden ließen. Dies gilt in besonderem Maße für die massiv an Bedeutung gewinnenden Hochgeschwindigkeits-Materialbearbeitungsantriebe mit extrem streuungsarmen Käfigläufer-Asynchronmaschinen,

bei denen eine Speisung mit gepulster Spannung sehr hohe zusätzliche Verluste in deren Rotor zur Folge hat, wenn aus wirtschaftlichen Gründen auf die Zwischenschaltung von stark leistungsmindernden Vordrosseln verzichtet werden soll.

Gemäß der Darstellung in Bild 8 handelt es sich bei der regelungstechnischen Übertragungsstrecke eines derartigen, feldorientiert zu führenden Gesamtantriebs dann aber bereits um ein System 9. Ordnung. In diesem Bild 8 ist auch die Struktur der Regelung angedeutet, mit der die regelungstechnische Beherrschung dieser Übertragungsstrecke mit einem in der vorstehend beschriebenen Art „geführten“ Ausgangsfilter in zunächst zufriedenstellender Weise bereits gelungen ist [8]. Bei den dort als „Ankerstrom“ und als „Erregerstrom“ eingetragenen Größen handelt es sich um den Querstrom i_q bzw. den Längsstrom i_d der feldorientiert betriebenen Maschine. Der Wert für die Ständerfrequenz wird in bekannter Weise aus der mechanischen Winkelgeschwindigkeit Ω und dem Schlupf gewonnen, wobei der letztgenannte in ebenfalls bekannter Weise in einem Modell der Maschine aus deren Querstrom hervorgeht.

Für einen Reversiervorgang im Grunddrehzahlbereich sind in Bild 9a der Verlauf der Drehzahl der Maschine und die zugehörigen Verläufe von deren Ständergrößen dargestellt. Letztere sind in Bild 9b auch noch für einen Bremsbetrieb bei Bemessungsleistung im Feldschwäcbereich wiedergegeben. Trotz des dadurch belegten, bereits recht günstigen dynamischen Verhaltens dieses Systems, sollten noch bestehende Verbesserungsmöglichkeiten aber dringend genutzt werden. Bisher werden nämlich die Sollwerte für Kondensatorstrom und Kondensatorspeisung von dem in Bild 8 dargestellten Führungsgrößen-generator jeweils nur für den eingeschwungenen Zustand korrekt vorgeschrieben. Die Beherrschung von Einschwing- bzw. Ausgleichsvorgängen bleibt also vornehmlich den jeweils überlagerten Regelschleifen überlassen. Dies dürfte für die besonders attraktiven Hochgeschwindigkeits-Materialbearbeitungsspindeln mit Grunddrehzahlbereichen bis zu $40\,000 \text{ min}^{-1}$ und darüber aber kaum mehr ausreichen. Dann wird aufgrund der hohen Bemessungsfrequenzen von mehr als 700 Hz die totale bezogene Streuinduktivität der Asynchronmaschinen



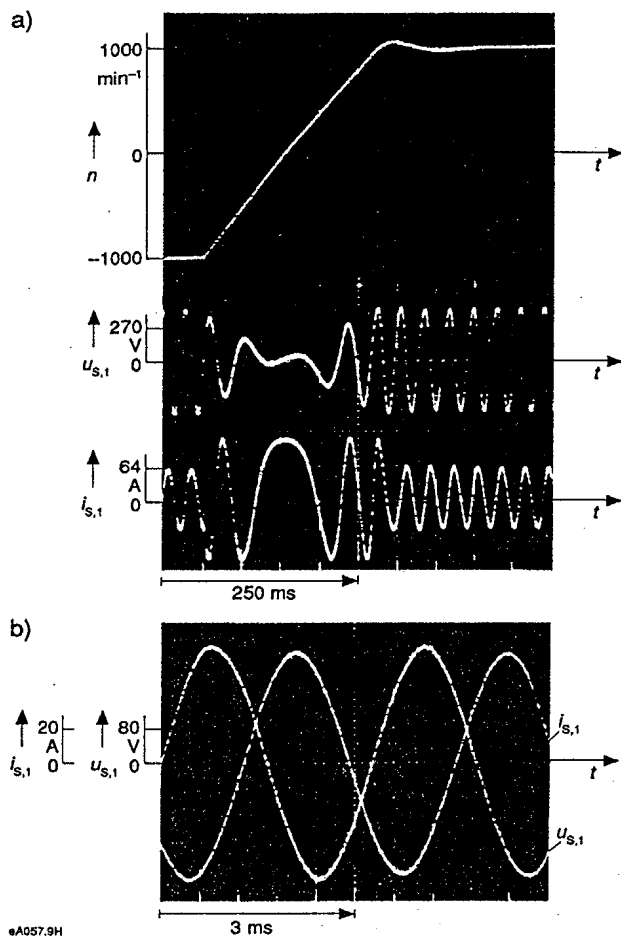


Bild 9. Oszillogramme zur Anlage nach Bild 8

- a) Drehzahl n , Ständerspannung $u_{s,1}$ und Ständerstrom $i_{s,1}$ während eines Reversivorganges im Grunddrehzahlbereich von $n = -1000 \text{ min}^{-1}$ auf $n = +1000 \text{ min}^{-1}$
 b) Ständerspannung $u_{s,1}$ und Ständerstrom $i_{s,1}$ im Feldschwäcbereich bei 9000 min⁻¹ bei Bremsbetrieb mit Bemessungsleistung ($P_r = 20 \text{ kW}$)

nämlich so gering, daß bei einer solch einfachen Funktion des Führungsgrößengenerators doch Stabilitätsprobleme zu erwarten sind. Das künftige Bemühen sollte im wesentlichen

also darauf ausgerichtet sein, in diesen Führungsgrößengenerator weitere „Intelligenz“ zu implementieren, derart, daß sämtliche von ihm gelieferten Sollwerte auch für Ausgleichsvorgänge korrekt vorgeschrieben werden und so die überlagerten Regelschleifen nur noch Korrekturaufgaben wahrzunehmen haben.

4 Reaktionsschnelle Antriebe

Als drittes Beispiel sei die bereits eingangs angesprochene, direkte Einstellung der Schaltzustände von Stellgliedern elektromechanischer Aktuatoren durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert von deren Beschleunigung noch etwas genauer betrachtet.

Dazu ist zunächst in Bild 10 eine fremderregte Gleichstrommaschine dargestellt, deren Ankerkreis über einen Vierquadrant-Gleichstromsteller in Vollbrückenschaltung gespeist wird.

Dem eingangs beschriebenen Prinzip folgend, werden die drei Schaltzustände $u = +U$, 0 und $-U$ am Ausgang des Gleichstromstellers wieder über eine zeitdiskrete Schaltzustandssteuerung direkt aus der Differenz zwischen Soll- und Istwert der Drehbeschleunigung dieses Antriebs abgeleitet. Wenn diese Differenz beim Eintreffen eines Taktimpulses die durch das skizzierte Dreipunktglied festgelegte Schwelle über- oder unterschreitet, so werden die Schaltzustände $u = +U$ bzw. $u = -U$ eingestellt, und es wird der Schaltzustand 0 herbeigeführt, sofern sich die Beschleunigungsdifferenz zwischen ihren Schwellwerten bewegt.

Unter voller Nutzung der verfügbaren Stellreserve und bestmöglicher Reaktion auf Haft- und Gleitreibungseffekte sowie auf Veränderungen des momentan wirksamen Widerstands- und Massenträgheitsmoments wird so sichergestellt, daß der Istwert der Drehbeschleunigung als die eigentliche Ursache aller weiteren Wirkungen dieses Antriebs schnellstmöglich den gewünschten Wert annimmt. Aus dieser Drehbeschleunigung resultieren dann über einfache, allein durch Definitionsbeziehungen (!) festgelegte Integrationen – die damit natürlich auch keinerlei Störeinflüssen unterliegen – die Winkelgeschwindigkeit Ω und die Winkellage ϑ . Zumindest im Positionierungsbereich, d.h. bei kleinen Drehzahlen, ist auch in diesem Anwendungsfall die verfügbare Spannungsreserve üblicherweise so groß, daß der beschriebene, zeitdiskret arbeitende Dreipunktregelkreis für die Dreh-

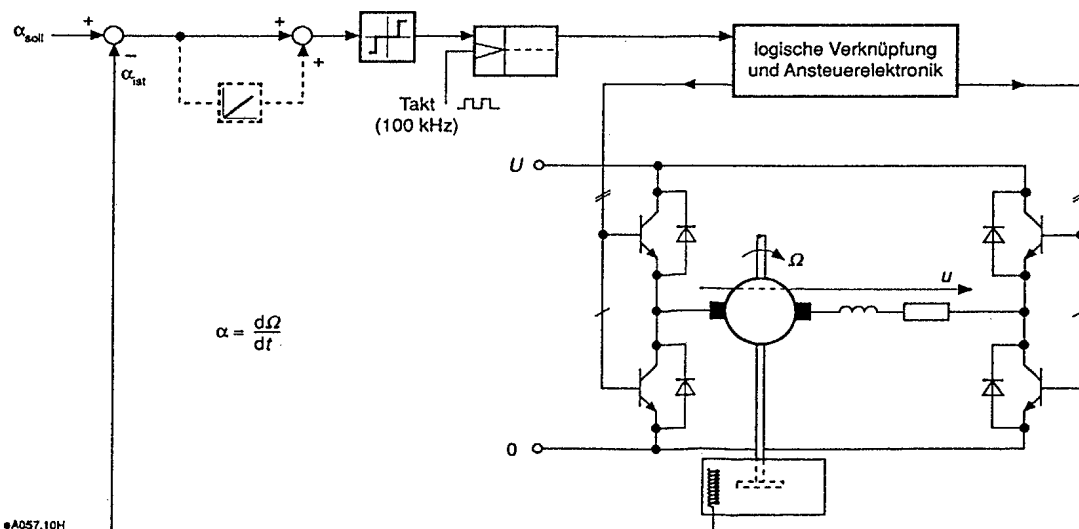
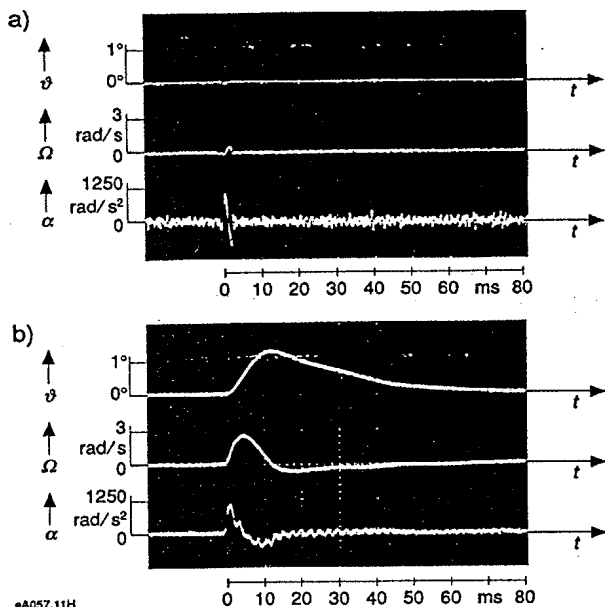


Bild 10. Direkte Einstellung der Schaltzustände in einem Vierquadrant-Gleichstromsteller durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert der Drehbeschleunigung $\alpha = d\Omega/dt$ einer angeschlossenen Gleichstrommaschine



0A057.11H

Bild 11. Dynamisches Verhalten der über einen Vierquadrant-Gleichstromsteller gespeisten, fremderregten Gleichstrommaschine ($M_r = 10,5 \text{ Nm}$; $P_r = 3,3 \text{ kW}$) bei einem Lastsprung in Höhe des 0,4fachen Bemessungsdrehmoments

- Verläufe des Drehwinkels ϑ , der Winkelgeschwindigkeit Ω und der Drehbeschleunigung α bei einer Positionsregelung mit unterlagelter Schleife für die Winkelgeschwindigkeit und unterlagertem Dreipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung
- Verläufe derselben Größen, wenn statt des Dreipunktregelkreises für die Drehbeschleunigung ein solcher für den Ankerstrom Verwendung findet

beschleunigung so rasch reagiert, daß er für die Betrachtung mechanisch-dynamischer Vorgänge, die infolge der Trägheit der zu bewegendenden Massen sehr viel langsamer ablaufen, stets als voll eingeschungen angesehen werden kann und damit auch stets $\alpha_{\text{ist}} = \alpha_{\text{soil}}$ vorausgesetzt werden darf. Damit steht auch hier für zu überlagernde Regelungen für die Winkelgeschwindigkeit Ω und/oder die Winkellage ϑ ein sehr leistungsfähiges Antriebs-Subsystem bereit, das die weitere Arbeit des Regelungs-technikers sehr erleichtert.

Beim hierbei verwendeten Istwertgeber für die Drehbeschleunigung handelt es sich um einen höchst einfachen, kontaktfreien Sensor, der in seiner letzten Ausführung bereits in die Maschine integriert wird, um einerseits zwischen der Angriffsfläche des Maschinenmoments und dem Erfassungsort der hierdurch bewirkten Beschleunigung eine möglichst starre Verbindung sicherzustellen, und um andererseits den Anwender damit ausgerüsteter Antriebe nicht durch zu viele äußere Sensoren zu verunsichern.

Die günstige Wirkung des beschriebenen, zeitdiskret arbeitenden Dreipunktregelkreises für die Drehbeschleunigung wird durch die in Bild 11 wiedergegebenen Oszillogramme belegt. Diesen liegt jeweils ein Lastsprung in Höhe des 0,4fachen Bemessungsdrehmoments zugrunde. In Bild 11a sind jene Verläufe des Drehwinkels ϑ , der Winkelgeschwindigkeit Ω und der Drehbeschleunigung α dargestellt, wie sie sich bei einer Positionsregelung mit unterlagelter Schleife für die Winkelgeschwindigkeit und unterlagertem Dreipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung ergeben. In Bild 11b sind – im gleichen Maßstab – die Verläufe derselben Größen dargestellt, die sich ergeben, wenn statt des Dreipunktregelkreises für die Drehbeschleunigung ein solcher für den Ankerstrom vorgesehen wird. Diese Bilder sprechen für sich.

Der sich bei reaktionsschnellen Antrieben derzeit vollziehende Übergang von der Gleichstrom- zur Drehstromtechnik legt den Versuch nahe, die Steuerung von leistungselektronischen Stellgliedern durch den unmittelbar gewünschten Effekt auch bei Drehfeldantrieben anzuwenden.

Eine Abkehr von der unterlagerten Regelung der Maschinenströme wurde hier 1985 durch die von M. Depenbrock erdachte „Direkte Selbst-Regelung“ umrichter gespeister Drehfeldantriebe eingeläutet [9]. Sie erzielt eine substantielle Verbesserung bei der Anregelzeit für das Drehmoment dadurch, daß die Schaltzustände des speisenden Pulswechselrichters unter voller Nutzung der momentan verfügbaren Stellreserve durch einen Zweipunktregelkreis für das Drehmoment festgelegt werden. Dessen Istwert wird dabei in einfacher Weise aus den Klemmengrößen der Maschine ermittelt und bedarf nur bei Positionierantrieben einer Stützung durch ein Signal für die Wellenstellung der Maschine, das in solchen Anwendungsfällen für überlagerte Regelschleifen aber ohnedies erforderlich ist.

Allerdings müssen auch bei einer derartigen Direktregelung des Motormoments die üblicherweise auftretenden Gleit- und Haftreibungseffekte sowie Änderungen des Widerstands- und Massenträgheitsmoments immer noch durch überlagerte Regelkreise für die Winkelgeschwindigkeit und/oder die Winkellage beherrscht bzw. ausgeglichen werden.

Sofern der unbestreitbare, aber auch nicht sehr erhebliche Mehraufwand für einen – vorzugsweise in die Maschine integrierten – Sensor für deren Drehbeschleunigung hingenommen werden kann, erscheint es daher auch hier vorteilhaft, diese Drehbeschleunigung als den „unmittelbar gewünschten Effekt“ zu definieren.

Wenn es gelingt, hierfür wieder unter voller Nutzung der momentan verfügbaren Stellreserve eine Regelung mit Zweipunkt-Charakter aufzubauen, so ist bei bestmöglicher Reaktion auf Haft- und Gleitreibungseffekte sowie auf Veränderungen des momentan wirksamen Widerstands- und Massenträgheitsmoments auch hier sichergestellt, daß der Istwert der Drehbeschleunigung als eigentliche Ursache aller weiteren Wirkungen dieses Antriebs schnellstmöglich den gewünschten Wert annimmt. Damit liegen dann wieder Verhältnisse vor, die sich beim beschriebenen Gleichstrommaschinenantrieb bereits als sehr vorteilhaft herausgestellt haben.

Eine im Hinblick auf dieses Vorhaben angestellte genauere Analyse der bisher beschriebenen Beispiele läßt außer dem eingangs hervorgehobenen Prinzip noch eine weitere Gemeinsamkeit erkennen. Sowohl bei der schwebenden Eisenkugel als auch beim dynamisch geführten Leistungs-LC-Filter und beim reaktionsschnellen Gleichstromantrieb werden durch den unmittelbar gewünschten Effekt (magnetische Zugkraft, Strom durch den Glättungskondensator, Drehbeschleunigung) die Schaltzustände in den leistungselektronischen Stellgliedern jeweils derart eingestellt, daß deren Ausgangsströme ihre größtmögliche Änderungsgeschwindigkeit annehmen, und zwar in jener Richtung, die zur Erzielung des gewünschten Effekts erforderlich ist.

Diese Erkenntnis läßt sich nun unmittelbar auf die in Bild 12 skizzierte Anordnung übertragen, in welcher eine permanenterregte Synchronmaschine über einen Pulswechselrichter gespeist wird. Werden in diesem jeweils zwei obere und ein unterer oder ein oberer und zwei untere Schalter in ihren leitenden Zustand versetzt, so lassen sich für die Ständerspannung der Maschine unter Nutzung aller zulässigen Kombinationen insgesamt sechs verschiedene

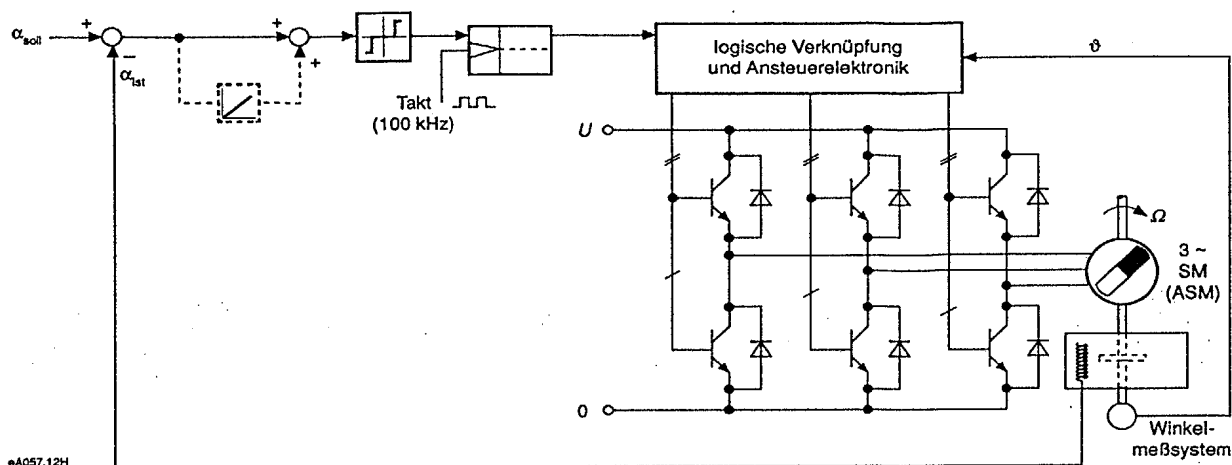


Bild 12. Direkte Einstellung der Schaltzustände in einem dreiphasigen Wechselrichter durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert der Drehbeschleunigung $\alpha = d\Omega/dt$ einer angeschlossenen Drehfeldmaschine

Raumzeiger mit der Amplitude $U_s = (2/3) U$ einstellen, die zusammen ein symmetrisches Sechseck aufspannen [10]. Ein weiterer Raumzeiger dieser Ständerspannung mit der Amplitude Null ergibt sich, wenn entweder alle oberen oder alle unteren Schalter gleichzeitig in ihren leitenden Zustand versetzt und damit sämtliche Anschlüsse der Maschine auf dasselbe Potential gebracht werden.

Gemäß dem eingangs vorgestellten Prinzip wird der bei der momentan gegebenen Polradstellung wirkungsvollste der insgesamt sieben, am Ausgang des Pulswechselrichters verfügbaren Spannungs-Raumzeiger wieder über eine zeitdiskrete Schaltzustandssteuerung direkt durch die Differenz zwischen dem Soll- und dem Istwert der Drehbeschleunigung dieses Antriebs festgelegt. Sofern die genannte Differenz beim Eintreffen eines Taktimpulses die durch das skizzierte Dreipunktglied festgelegte Schwelle über- oder unterschreitet, so wird jener Schaltzustand eingestellt, dessen zugehöriger Spannungs-Raumzeiger den Querstrom i_q der Maschine schnellstmöglich vergrößert bzw. verkleinert, weil er gegenüber deren positiver bzw. negativer q-Achse bei der vorliegenden Polradstellung den kleinsten Differenzwinkel aufweist [11]. Bewegt sich die genannte Beschleunigungsdifferenz dagegen zwischen diesen Schwellwerten, so wird der Spannungs-Raumzeiger mit der Amplitude Null eingestellt, weil momentan keine Stromänderung erforderlich ist.

Die vorteilhafte Wirkung dieses zeitdiskret arbeitenden Dreipunktregelkreises für die Drehbeschleunigung soll auch hier noch durch entsprechende Meßergebnisse belegt werden. Diesen liegt jeweils wieder ein Lastsprung in Höhe des 0,4fachen Bemessungsmoments ($M_r = 15 \text{ Nm}$) zugrunde. Bild 13a beschreibt jene Verläufe des Drehwinkels ϑ , der Winkelgeschwindigkeit Ω und der Drehbeschleunigung α , die sich bei einer Positionsregelung mit unterlagerter Schleife für die Drehbeschleunigung ergeben. Daß die dadurch charakterisierten Eigenschaften noch nicht ganz die bei der Gleichstrommaschine erreichte Qualität aufweisen, hängt weder mit dem Prinzip der hier verwendeten Synchronmaschine noch mit deren speziellen Eigenschaften zusammen. Dieser Unterschied hat seine Ursache allein darin, daß der hier verwendete Beschleunigungssensor noch nicht jenem Entwicklungsstand entsprach, der bei der Gleichstrommaschine bereits Verwendung fand.

Bild 13b beschreibt die Verläufe des Drehwinkels ϑ und der Winkelgeschwindigkeit Ω , wenn statt der Dreipunkt-

regelung für die Drehbeschleunigung eine solche für den Querstrom der Maschine vorgesehen wird.

Trotz der vorgenannten Einschränkung verdeutlicht ein Vergleich der beiden Oszillogramme wieder die eklatante Verbesserung, die mit der Dreipunktregelung für die Drehbeschleunigung erreicht wird. Sofern die Einstellung der Schaltzustände des in Bild 12 dargestellten Pulswechselrichters allerdings nur der bisher beschriebenen, einfachsten Funktion genügt, wird der Längsstrom der permanenterreg-

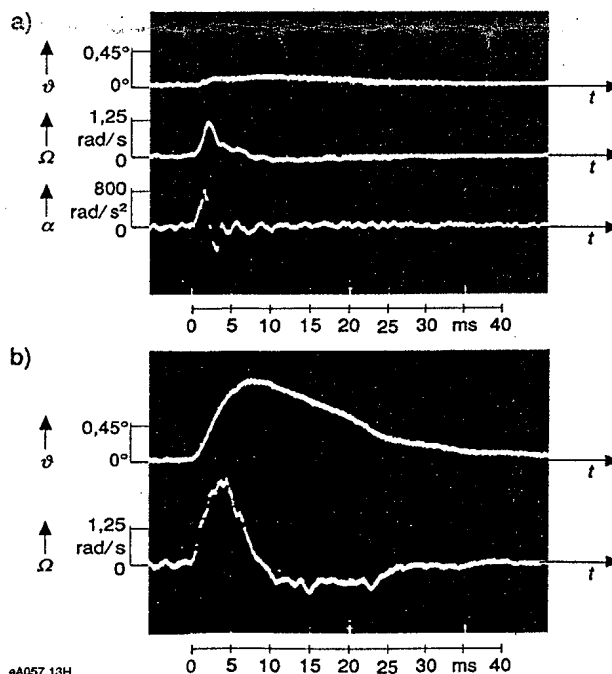


Bild 13. Dynamisches Verhalten der über einen Pulswechselrichter gespeisten, permanenterregten Synchronmaschine ($M_r = 15 \text{ Nm}$; $P_r = 3,1 \text{ kW}$) bei einem Lastsprung in Höhe des 0,4fachen Bemessungsdrehmoments

- Verläufe des Drehwinkels ϑ und der Winkelgeschwindigkeit Ω und der Drehbeschleunigung α bei einer Positionsregelung mit unterlagerter Schleife für die Winkelgeschwindigkeit und unterlagertem Dreipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung
- Verläufe des Drehwinkels ϑ und der Winkelgeschwindigkeit Ω , wenn statt des Dreipunktregelkreises für die Drehbeschleunigung ein solcher für den Querstrom der Maschine Verwendung findet

ten Synchronmaschine nur mittelbar kontrolliert und kann dabei ziemlich hohe Werte (bis 57 % des Querstroms) annehmen. Ein solcher Längsstrom erhöht die Beanspruchung der Maschine und des Wechselrichters, bringt aber keinerlei Nutzen. Daher sollte der in Bild 12 skizzierten logischen Verknüpfung in Form einer Unteraufgabe noch vorgeschrieben werden, diesen Längsstrom so klein wie möglich zu halten. Dazu muß ihr lediglich erlaubt werden, bei Bedarf auch jenen Spannungs-Raumzeiger einzustellen, welcher gegenüber der positiven bzw. negativen q-Achse den zweitkleinsten Winkel aufweist und damit eben eine etwas geringere Änderungsgeschwindigkeit des Querstroms bewirkt. Erfreulicherweise bleibt der hieraus resultierende Verlust an Reaktionsgeschwindigkeit des Antriebs insgesamt so klein, daß er meßtechnisch kaum nachgewiesen werden kann.

Die beschriebene Kontrolle des Längsstroms leitet aber auch nahtlos über zur direkten Beschleunigungsregelung von Asynchronmaschinen. Deren Läuferfluß kann sich bekanntermaßen nur langsam verändern, da er von dem in sich kurzgeschlossenen Käfig umfaßt wird.

Infolgedessen entsprechen die schnell veränderlichen Vorgänge nahezu völlig jenen, wie sie bei der permanent-erregten Synchronmaschine beschrieben wurden. Als zusätzliche Aufgabe verbleibt also nur die, den genannten Läuferfluß auch längerfristig auf dem gewünschten Wert zu halten, wozu ein Längsstrom erforderlich ist, dessen Wert unter Zuhilfenahme eines Mikroprozessors über ein Maschinenmodell einfach bestimmt werden kann. Dieser von Null verschiedene Längsstrom wird bei der direkt beschleunigungsgeregelten Asynchronmaschine dann völlig analog zur Einstellung von $i_d = 0$ bei der direkt beschleunigungsgeregelten Synchronmaschine eingestellt.

5 Zusammenfassung

Bei modernen Stellgliedern der Leistungselektronik wird üblicherweise eine unterlagerte Regelung für deren Ausgangsströme vorgesehen.

Werden die Schaltzustände in solchen Stellgliedern dagegen direkt durch die Differenz zwischen Soll- und Istwert jener inneren Kenngröße des vorliegenden Gesamtsystems eingestellt, aus der dessen übrige Zustandsgrößen dann über einfache, wenn möglich lineare Beziehungen mit weitgehend konstanten Parametern hervorgehen, so resultieren daraus verschiedene, zum Teil überraschende Vorteile.

Anhand mehrerer Ausführungsbeispiele wird gezeigt, daß sich zum ersten überlagerte Regelkreise dann wesentlich einfacher und zugleich leistungsfähiger realisieren lassen, daß zum zweiten auch sehr komplexe Systeme auf diese Weise

regelungstechnisch zu beherrschen sind und daß zum dritten dadurch ausgezeichnete dynamische Eigenschaften sichergestellt werden können.

Literatur

- [1] Leonhard, A.: Die selbsttätige Regelung in der Elektrotechnik. Berlin: Springer, 1940
- [2] Würslin, R.: Pulsumrichtergespeister Asynchronmaschinenantrieb mit hoher Taktfrequenz und sehr großem Feldschwäcbereich. Diss. Univ. Stuttgart, 1984
- [3] Leonhard, A.: Die selbsttätige Regelung. 3. Aufl., Berlin: Springer, 1962
- [4] Miller, L.: Das Einsatzfahrzeug Transrapid 06 II. etz Elektrotech. Z. 108 (1987) H. 9, S. 372-376
- [5] Boehringer, A.; Brugger, F.: Einfache Einrichtung zur Einregelung des Luftspalts im magnetischen Kreis eines Zugmagneten auf einen frei vorgebbaren Wert. Dt. Offenl.-schr. DE 3 114 426 A1, 1982
- [6] Athans, M.; Falb, P. L.: Optimal control - an introduction to the theory and its applications. New York: McGraw-Hill, 1966
- [7] Boehringer, A.: Funktion und Einsatz des drehfelderregten Stromrichter-motors. Elektrotech. u. Masch.-bau 100 (1983) H. 12, S. 499-507
- [8] Zimmermann, W.: Feldorientiert geregelter Umrichter-antrieb mit sinusförmigen Maschinen-spannungen. etzArchiv 10 (1988) H. 8, S. 259-266
- [9] Deppenbrock, M.: Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung. etzArchiv 7 (1985) H. 7, S. 211-218
- [10] Pfaff, G.; Wick, A.: Direkte Stromregelung bei Drehstromantrieben mit Pulswechselrichter. rtp Regelungstech. Prax. 25 (1983) H. 11, S. 472-477
- [11] Schwarz, B.: Beiträge zu reaktionsschnellen und hochgenauen Drehstrom-Positioniersystemen. Diss. Univ. Stuttgart, 1986

Manuskripteingang: 29.06.1989

Der Autor



Prof. Dr.-Ing. Andreas Boehringer (52), VDE, ist Ordinarius für Leistungselektronik und Anlagentechnik an der Universität Stuttgart. Zuvor arbeitete er als Research Associate am MIT und entwickelte anschließend bei der NASA das Energieversorgungssystem für die erste amerikanische Sonnensonde. Vor seiner Berufung an die Universität Stuttgart war er zuletzt Leiter des Unternehmensbereichs „Neue Technologien“ der Dornier-Firmengruppe. (Lehrstuhl und Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik, Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, 7000 Stuttgart 80, T 07 11/6 85-74 00)